

Caracterización de las No Linealidades $I_{gs}(V_{gs})$ e $I_{ds}(V_{gs})$ para la Descripción de la Distorsión en Régimen Gran Señal

Teofilo Aballo

José A. García

Ángel Mediavilla

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones
Universidad de Cantabria
e-mail : teofilo@dicom.unican.es

Abstract- In this paper, an experimental procedure is proposed for extracting the coefficients of the $I_{gs}(V_{gs})$ and $I_{ds}(V_{gs})$ Taylor-series expansions along a desired load line. Based on the nonlinear current method, both FET nonlinearities may be accurately characterized from the sub-threshold zone up to deep input junction conduction, allowing an accurate description of their relative role on amplifier large-signal intermodulation distortion (IMD). Measurement results are finally presented for a typical PHEMT device.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicación modernos se caracterizan por la creciente utilización de formatos complejos de modulación digital, en la búsqueda de una mayor eficiencia espectral, una mayor protección frente a ruido, frente a fenómenos de propagación multitrayecto, etc. La señal a transmitir presenta variaciones muy significativas de la envolvente, imponiendo así fuertes requisitos de linealidad a las etapas de radiofrecuencia, y en particular a los amplificadores de potencia. La satisfacción de estos requisitos ha de garantizarse, en muchas ocasiones, con un mínimo consumo de potencia; permitiendo extender el tiempo de uso de las baterías en terminales móviles o reducir el gasto energético junto a la disipación térmica en estaciones base.

Un renovado interés por las técnicas de linealización ha aparecido, tanto en la comunidad científica como en la industria. Junto al desarrollo de soluciones a nivel de sistema, se han propuesto técnicas a nivel de dispositivo, fundamentalmente basadas en avances recientes en el entendimiento de los fenómenos de distorsión en régimen gran señal [1]. En este sentido, el papel de la no linealidad predominante en un FET, $I_{ds}(V_{gs})$, ha sido descrito en sus aspectos más esenciales, descubriéndose las causas de la existencia de los denominados “sweet-spots” (puntos de mínima distorsión en la región de máxima eficiencia de potencia añadida). Sin embargo, el papel del resto de las no linealidades en régimen gran señal no ha sido convenientemente abordado hasta la fecha, y con ello la posibilidad de su utilización en la optimización de la linealidad en las clases de mayor eficiencia.

En esta comunicación se propone un procedimiento experimental para la extracción de los coeficientes del desarrollo en Series de Taylor de las no linealidades

resistivas $I_{ds}(V_{gs})$ e $I_{gs}(V_{gs})$, a lo largo de una línea de carga deseada. Ambas no linealidades pueden ser así descritas desde la región de corte hasta la conducción profunda de la unión de puerta, cubriendo el rango de excursión de la tensión de puerta ante excitaciones de elevada potencia.

En la siguiente sección se destacan de forma breve los perfiles tipo de evolución de la distorsión de intermodulación en las diversas clases de amplificación. A continuación se presenta el sistema de medida junto a la formulación que permite la obtención de los coeficientes deseados a partir de medidas de contenido armónico. Finalmente, se valida el procedimiento propuesto con la extracción de las derivadas para un PHEMT típico, el NE3210s01 de NEC.

II. DISTORSIÓN DE INTERMODULACIÓN EN RÉGIMEN GRAN SEÑAL

Los perfiles de evolución frente a la potencia de entrada de la ganancia y de las componentes de distorsión de tercer orden se pueden distinguir según la clase de amplificación de que se trate, ver Fig. 1. Así, mientras un amplificador clase A presenta una compresión progresiva de la ganancia al alcanzar el régimen gran señal, un clase C manifiesta una expansión seguida de la compresión final en este parámetro. La distorsión de tercer orden pasa de crecer con una pendiente de $3dB/dB$ en pequeña señal, a hacerlo de un modo pronunciado hasta alcanzar su valor en saturación para el primer caso, mientras que presenta un “sweet-spot” en la transición entre ambos regímenes para el segundo. El amplificador clase B, polarizado justo en pinch-off, manifiesta una mínima distorsión para régimen pequeña señal, creciendo de manera súbita al alcanzar el otro régimen. Finalmente, si se opera en clase AB muy cerca de pinch-off, es posible obtener dos puntos óptimos de linealidad correspondientes a un mínimo y un máximo locales en la evolución de la ganancia [1].

Mientras el comportamiento en pequeña señal viene asociado a las derivadas de las no linealidades en el punto de operación, el régimen gran señal se alcanza cuando el nivel de la excitación lleva al dispositivo a operar hasta alguna no linealidad fuerte, fundamentalmente la saturación de corriente debida a la transición a la región lineal. Para valores de impedancia de carga pequeños, el régimen gran señal aparece asociado a la conducción de la unión puerta-

fuente, mientras que para tensiones drenador – fuente elevadas se puede deber a la zona de ruptura.

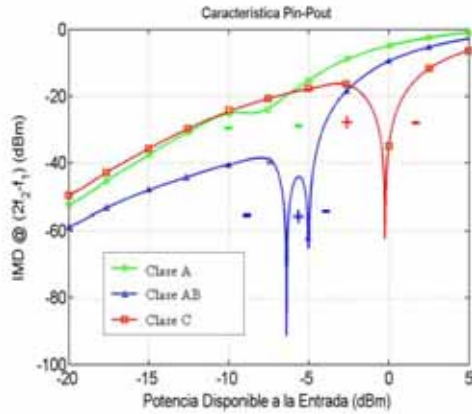


Fig. 1 Perfiles típicos de evolución de la distorsión de tercer orden en banda, para el PHEMT NE3210s01 de NEC.

Al tratar de aprovechar al máximo la capacidad de potencia que ofrece un dispositivo dado, se suele seleccionar la operación sobre aquella línea de carga que permite amplitudes máxima de corriente y tensión sobre la característica del transistor. En ese caso, el nivel de excitación para el que se alcanza la zona lineal coincide prácticamente con aquel que determina la conducción de la unión de puerta. De este modo, parece posible que el efecto de la no linealidad resistiva de entrada pueda no ser del todo despreciable respecto al de la no linealidad dominante.

III. EXTRACCIÓN DE LOS COEFICIENTES DE TAYLOR DE LAS NO LINEALIDADES $I_{GS}(V_{GS})$ E $I_{DS}(V_{GS})$ SOBRE UNA LÍNEA DE CARGA

Para frecuencias no muy elevadas y considerando excitaciones de banda estrecha, podemos suponer que el esquema equivalente no lineal de un FET es resistivo. Considerando las no linealidades que se manifestarían a lo largo de la excursión sobre la línea de carga deseada, dicho esquema se reduciría al presentado en la Fig. 2.

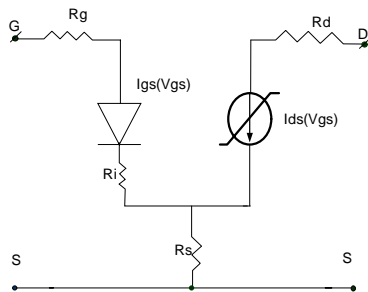


Fig. 2 Circuito equivalente simplificado de un FET.

Asumiendo los desarrollos en Series de Taylor de las no linealidades $I_{GS}(V_{GS})$ e $I_{DS}(V_{GS})$ en (1) y (2),

$$I_{GS}(V_{GS}) = I_{GS}(V_{GS}) + Ggs_1 \cdot v_{GS} + Ggs_2 \cdot v_{GS}^2 + Ggs_3 \cdot v_{GS}^3 + \dots \quad (1)$$

$$I_{DS}(V_{GS}) = I_{DS}(V_{GS}) + Gm_1 \cdot v_{GS} + Gm_2 \cdot v_{GS}^2 + Gm_3 \cdot v_{GS}^3 + \dots \quad (2)$$

es posible diseñar un procedimiento experimental que permita su extracción a partir de medidas de contenido armónico en puerta y drenador, siguiendo la filosofía de procedimientos previos [2].

En la Fig. 2, se presenta el sistema de extracción, con detalles de la implementación para la medida en drenador y puerta. Además de la correcta caracterización de los bloques que le componen, resulta importante garantizar el mismo nivel de potencia disponible en la puerta del dispositivo en ambos montajes.

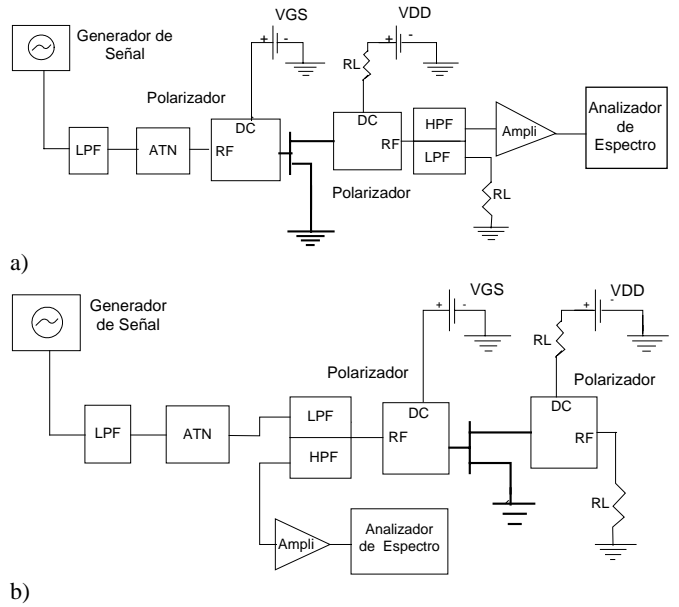


Fig. 3 Sistema de extracción mediante medidas armónicas. Montajes para a) la medida en drenador, y b) la medida en puerta.

Utilizando el método de las corrientes no lineales [3], es posible obtener las expresiones de las corrientes armónicas en ambos terminales, en función de las derivadas correspondientes. De la resolución del circuito de segundo orden, es posible calcular las derivadas Ggs_2 y Gm_2 a partir de las corrientes de segundo armónico, una vez conocidos los parámetros del circuito lineal, extraídos de parámetros [S] usando una técnica como la propuesta en [4].

$$Ggs_2 = \frac{2 \cdot [1 + Gm_1 \cdot R_s + Ggs_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)]^2}{V_{gen}^2(\omega)} \cdot [I_{GS}(2\omega) \cdot (1 + Ggs_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)) + I_{DS}(2\omega) \cdot Ggs_1 \cdot R_s] \quad (3)$$

$$Gm_2 = \frac{2 \cdot [1 + Gm_1 \cdot R_s + Ggs_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)]^2}{V_{gen}^2(\omega)} \cdot [I_{DS}(2\omega) \cdot (1 + Gm_1 \cdot R_s) + I_{GS}(2\omega) \cdot Gm_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)] \quad (4)$$

Del mismo modo, el análisis del circuito de tercer orden nos permite extraer las terceras derivadas, Ggs_3 y Gm_3 ,

$$Ggs_3 = \frac{4 \cdot [1 + Gm_1 \cdot R_s + Ggs_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)]^3}{V_{gen}^3(\omega)} \cdot [Igs(3\omega) \cdot (1 + Ggs_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)) + Ids(3\omega) \cdot Ggs_1 \cdot R_s] + \frac{2Ggs_2 \cdot [Ggs_2 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s) + Gm_2 \cdot R_s]}{[1 + Gm_1 \cdot R_s + Ggs_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)]} \quad (5)$$

$$Gm_3 = \frac{4 \cdot [1 + Gm_1 \cdot R_s + Ggs_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)]^3}{V_{gen}^3(\omega)} \cdot [Ids(3\omega) \cdot (1 + Gm_1 \cdot R_s) + Igs(3\omega) \cdot Gm_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)] + \frac{2 \cdot Gm_2 \cdot [Ggs_2 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s) + Gm_2 \cdot R_s]}{[1 + Gm_1 \cdot R_s + Ggs_1 \cdot (R_{gen} + R_g + R_i + R_s)]} \quad (6)$$

Los valores absolutos de las corrientes de puerta y drenador se pueden extraer a partir de las potencias armónicas en los terminales respectivos, derivadas de las medidas de potencia realizadas en el analizador una vez que se han descontado las características de los elementos del sistema experimental.

$$|I_x(n \cdot \omega)| = \sqrt{\frac{2 \cdot P_x(n \cdot \omega)}{R_x}} \quad (7)$$

con x denotando la puerta, g , o el drenador, d , según el caso. La fase de la corriente se puede seleccionar a partir de la evolución de la derivada anterior. Sin embargo, la utilización de analizadores vectoriales de espectro permitiría una medida simultánea de ambas cantidades.

IV. RESULTADOS DE LA CARACTERIZACIÓN

El procedimiento arriba descrito fue utilizado en la caracterización de un dispositivo PHEMT típico, el NE3210s01 de NEC, cuya característica voltampérica se muestra en la figura.

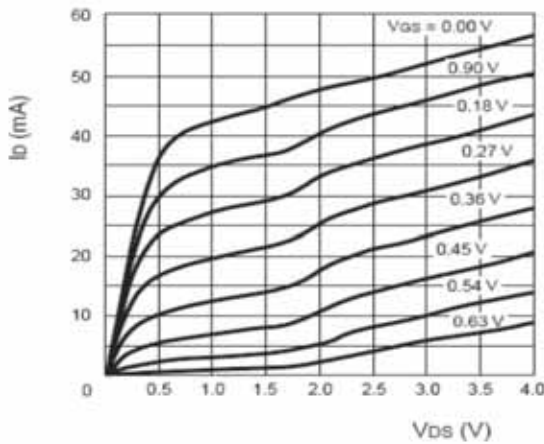


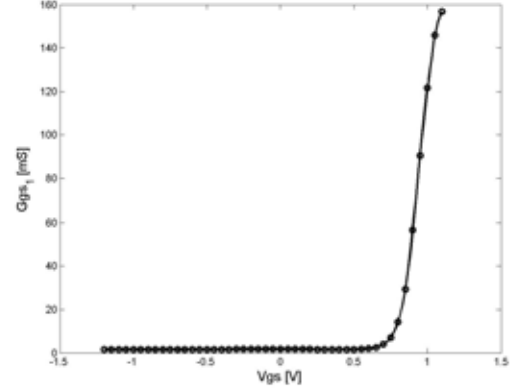
Fig. 4 Característica $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ del NE3210s01

Teniendo en cuenta dicha característica, se seleccionó un $V_{DD} = 3V$ y una línea de carga de 50Ω que permitiese una excursión hasta el codo, de modo que la región lineal y la

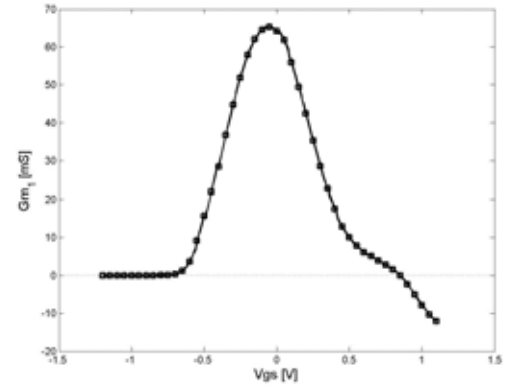
conducción de la unión de puerta se alcancen aproximadamente para la misma amplitud de la excitación.

A. Primeras derivadas

De la evolución de los parámetros $[S]$ a lo largo de la línea de carga seleccionada, se pudo obtener la evolución de las primeras derivadas, Ggs_1 y Gm_1 , usando una ligera modificación de la técnica descrita en [4]. En la Fig. 5 se muestran ambos parámetros en función de la tensión de puerta.



a)



b)

Fig. 5 Evolución con V_{gs} de a) Ggs_1 y b) Gm_1

Se puede apreciar que para este dispositivo trabajando sobre 50Ω , el incremento en Ggs_1 se produce en la región en que Gm_1 decrece de un modo pronunciado, según la saturación de corriente impuesta por la transición a la región lineal.

B. Segundas derivadas

Empleando el sistema descrito en la sección anterior, se realizó la extracción de los coeficientes Ggs_2 y Gm_2 sobre la misma línea. En la selección de la fase de la componente $I_{ds}(2\omega)$ a partir del punto $V_{gs} = -0.05V$, donde aparece el mínimo en la potencia medida $P_d(2\omega)$, se tuvo en cuenta que correspondiendo con la disminución en Gm_1 , debería ser igual a 180° . En la Fig. 6, se presentan los resultados de la extracción de estos coeficientes.

Tanto para estas derivadas como para las siguientes, el nivel de potencia disponible del generador en el terminal de puerta fue $P_{av} = -17 \text{ dBm}$. Con este nivel se garantizaba la operación en régimen pequeña señal así como niveles adecuados en las componentes armónicas de interés.

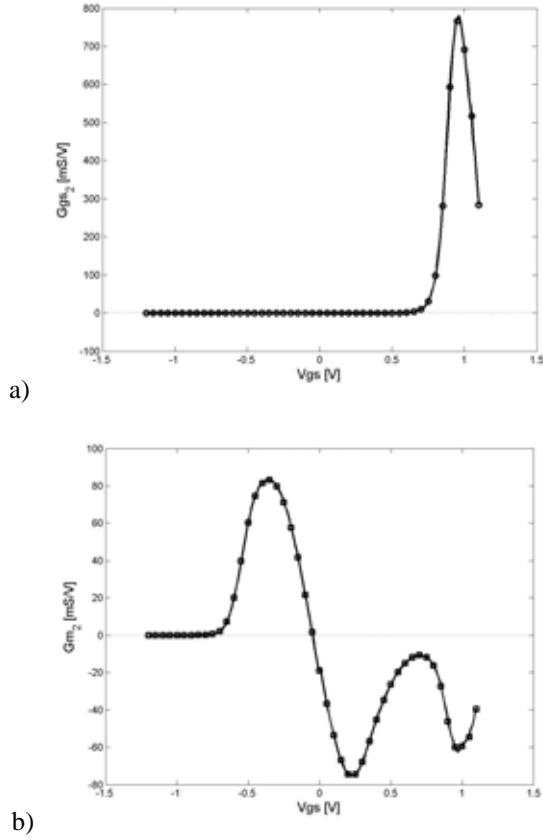


Fig. 6 Evolución con V_{gs} de a) G_{gs2} y b) G_{m2}

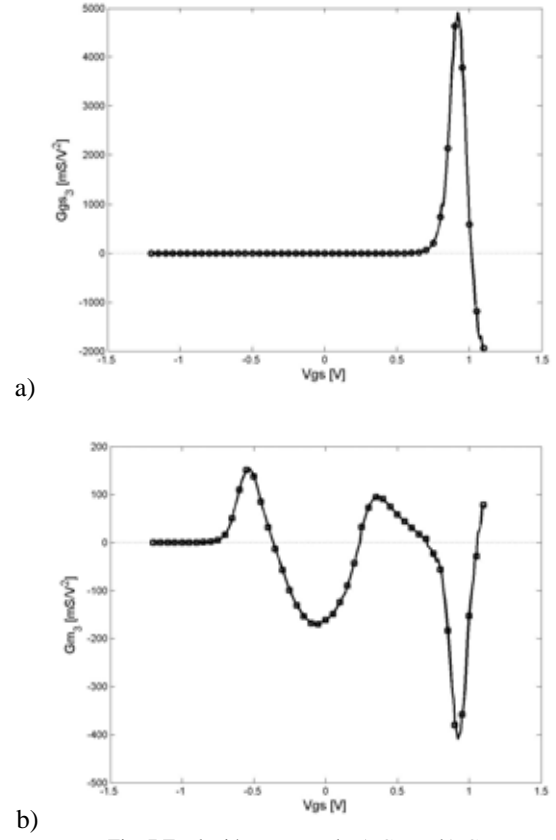


Fig. 7 Evolución con V_{gs} de a) G_{gs3} y b) G_{m3}

C. Terceras derivadas

Finalmente, las medidas al tercer armónico permitieron calcular las terceras derivadas, una vez conocidas las segundas. Varios cambios de signos han de introducirse en las corrientes en los mínimos de las potencias medidas, tanto en puerta como en drenador.

Los resultados de la extracción se presentan en la Fig. 7. Para tensiones altas, donde el diodo de entrada ya conduce, la derivada G_{m3} presenta un pico negativo, no esperado según estudios previos [1]. El mismo está asociado al pico positivo en G_{gs3} , que se refleja en la no linealidad de transferencia con el signo contrario.

Es posible apreciar en cada caso, que las derivadas de orden n siguen las siguientes relaciones, validando el procedimiento empleado.

$$G_{gs_n} = \frac{1}{n} \cdot \frac{\partial G_{gs_{n-1}}}{\partial V_{gs}} \quad (8)$$

$$G_{m_n} = \frac{1}{n} \cdot \frac{\partial G_{m_{n-1}}}{\partial V_{gs}} \quad (9)$$

Una vez caracterizadas ambas no linealidades, se abre la posibilidad de estudiar hasta que punto el papel de $I_{gs}(V_{gs})$ es secundario en la distorsión de intermodulación en régimen gran señal. Además, se da el primer paso para lograr una caracterización de las no linealidades reactivas mediante el uso del mismo tipo de medidas a mayor frecuencia.

V. CONCLUSIONES

En esta comunicación se ha presentado un procedimiento para la caracterización de las no linealidades $I_{gs}(V_{gs})$ e $I_{ds}(V_{gs})$ sobre una línea de carga. La utilización de medidas armónicas de baja frecuencia en puerta y drenador, y la aplicación del método de las corrientes no lineales de Series de Volterra ha permitido obtener expresiones cerradas para las derivadas de segundo y tercer orden. Finalmente, se han presentado resultados de la caracterización para un PHEMT típico, que validan dicho procedimiento.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha estado subvencionado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (MCyT) y la Comisión Europea a través del proyecto TIC2002-04084-C03-03 y de la Red de Excelencia TARGET respectivamente. J. A. García agradece además al Programa Ramón y Cajal del mencionado Ministerio.

REFERENCIAS

- [1] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*, Artech House, Norwood: MA, 2003.
- [2] S. A. Maas, and A. Crosmun, "Modeling the gate I/V characteristic of a GaAs MESFET for Volterra-series analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 1134–1136, Jul. 1989.
- [3] J. J. Bussgang, L. Ehrman, and J. W. Graham, "Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs," *Proceedings IEEE*, vol. 62, pp. 1088–1119, Aug. 1974.
- [4] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1151–1159, Jul. 1988.